

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 03-215182

(43)Date of publication of application : 20.09.1991

(51)Int.Cl. H02P 5/41

(21)Application number : 02-007983

(71)Applicant : MEIDENSHA CORP

(22)Date of filing : 17.01.1990

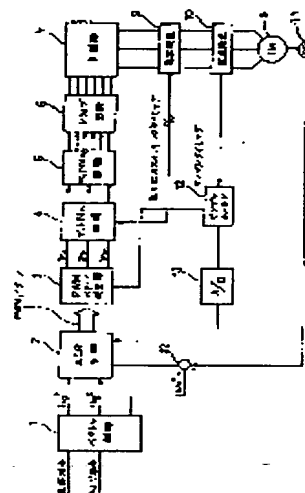
(72)Inventor : YAMAMOTO YASUHIRO

(54) CURRENT CONTROLLING SYSTEM OF VARIABLE SPEED DRIVING GEAR

(57)Abstract:

PURPOSE: To perform exact current control for enabling responding to be performed at a high speed by detecting current data synchronized with sample hold signal, and by forecasting current after delay by a control time from the current data, to perform current control operation.

CONSTITUTION: To a voltage type PWM inverter for performing vector control, current feedback is applied, and in other words, in a PWM inverter device provided with a vector controlling section 1, a current controlling section 2, and a PWM pattern generator 3, the generator 3 is provided with a timer for enabling the output of a sample hold-timing to be generated at the intermediate point of a θ vector voltage component period, and current data at its time synchronized with this sample hold signal are detected, and by the current controlling section 2, current at a following sampling time is forecast through the current data of a detecting circuit, and current control operation is performed.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

BEST AVAILABLE COPY

⑨ 日本国特許庁(JP)

⑩ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A) 平3-215182

⑬ Int. Cl.⁵

識別記号

庁内整理番号

⑭ 公開 平成3年(1991)9月20日

H 02 P 5/41

3 0 2 B

7531-5H

審査請求 未請求 請求項の数 1 (全18頁)

⑮ 発明の名称 可変速駆動装置の電流制御方式

⑯ 特 願 平2-7983

⑰ 出 願 平2(1990)1月17日

⑱ 発 明 者 山 本 康 弘 東京都品川区大崎2丁目1番17号 株式会社明電舎内

⑲ 出 願 人 株 式 会 社 明 電 舎 東京都品川区大崎2丁目1番17号

⑳ 代 理 人 弁 理 士 志 賀 富 士 弥 外2名

明 細 書

1. 発明の名称

可変速駆動装置の電流制御方式

2. 特許請求の範囲

(1) 速度又はトルク指令及び速度検出等のデータを用いたベクトル制御部と、このベクトル制御部よりの電流指令により電流制御演算を行う電流制御部と、この電流制御部よりの電圧空間ベクトルの電圧振幅と位相指令により3相PWMパターンの電圧振幅と位相指令により3相PWMパターンを演算し、PWMパターンに基づきPWM指令を発するPWMパターン発生器を備えたPWMインバータ装置において、

前記PWMパターン発生器に0ベクトル電圧成分期間の中間点でサンプルホールドタイミングを出力しうるタイマーを設け、このサンプルホールド

ド信号と同期してその時の電流データを検出し、前記電流制御部は前記検出回路の電流データより次回サンプリング時の電流を予測して電流制御演算を行うようにしたことを特徴とした可変速駆動装置の電流制御方式。

3. 発明の詳細な説明

A. 産業上の利用分野

本発明はベクトル制御を行う電圧形PWMインバータに電流フィードバックを付加することにより電流制御インバータとして動作させる可変速駆動装置の電流制御方式に関する。

B. 発明の概要

本発明は、ベクトル制御部、電流制御部、PWMパターン発生器を備えたPWMインバータ装置において、PWMパターンの0ベクトル電圧成分

期間の中間点でその時の電流データを検出し、電流制御部はこの電流データにより次回サンプリング時の電流予測をして電流制御演算を行うことにより、誤差が少なく滑らかな電流制御が得られるようにしたものである。

C. 従来の技術

インバータにおける電流制御 (ACR) は、第12図に示すように、電流誤差に応じて出力電圧を調整するPI制御方式が一般的である。しかし、この場合PI制御ゲインは実機で調整を行って求めており調整が困難である。

これは、出力電圧と電流の増減との関係が一定化されていないために生ずるものであり、これが定式化されれば調整は不要となる。つまり、第13図のようにACR-PIアンプの出力を電流変

化の指令とみなし、この指令どおり電流を変化させる電圧計算式を用いればよい。

第13図はフィードフォワード項により指令電流を維持するために必要な電圧成分を出力し比例項は、指令値と検出値が一致するよう電流を変化させる成分を出力し、積分項は、定数等の誤差などによる偏差分を補償するものである。

従来第14図に示すようなアナログ方式でACR制御が行われていたが、デジタル系では座標変換が簡単に行えることから第15図のように回転座標に座標変換して、ACR制御が行われるようになった。また、もしも、第14図のままでデジタル制御を行うとサンプリング及びCPUの演算時間等の無駄時間が発生するため、定常状態においても位相遅れが生じてくる。ループゲインを上

げようとしても無駄時間の影響によるリミットサイクルが生じ不安定となりやすくなる。

そこで、現在は第15図のように回転座標上に座標変換して直流量でACRを掛ける方式が用いられている。この結果、位相遅れ等の誤差が改善された。

次に、この座標変換について説明する。

第16図に示すように、モータ固定子巻線上に固定した直交2軸を α - β 軸とし、その α 、 β 軸上を電源角速度 ω_o で回転する座標系をd-q軸とする。

この回転座標d-q軸での基礎となる電圧電流方程式は(1)式で示される。

$$\begin{bmatrix} V_{1d} \\ V_{1q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + P \cdot L_1 & -\omega_o \cdot L_1 & \frac{P \cdot M}{L_1} & -\omega_o \frac{M}{L_1} \\ \omega_o \cdot L_1 & R_1 + P \cdot L_1 & \omega_o \frac{M}{L_1} & \frac{P \cdot M}{L_1} \\ \frac{M}{L_1} \cdot R_1 & 0 & P + \frac{R_2}{L_1} & -(\omega_o - \omega_r) \\ 0 & \frac{M}{L_1} \cdot R_1 & (\omega_o - \omega_r) & P + \frac{R_2}{L_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{1d} \\ I_{1q} \\ \lambda_{2d} \\ \lambda_{2q} \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (1)$$

V_{1d} , V_{1q} : 1次電圧

I_{1d} , I_{1q} : 1次電流

λ_{2d} , λ_{2q} : 2次磁束

R_1 : 1次抵抗

R_2 : 2次抵抗

M : 励磁インダクタンス

L_1 : 1次インダクタンス

L_2 : 2次インダクタンス

$L_o = (L_1 - \frac{M^2}{L_2})$: 等価漏洩リアクタンス

ω_r : 回転子角速度 (電気角)

ω_o : 電源角速度 (電気角)

P : 微分演算子

以下余白

(1) 式を變形していくと (2) 式が得られる。

$$\begin{bmatrix} V_{1a} \\ V_{1a} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + PL\sigma & -\omega_0 L\sigma & PM' & -\omega_0 M' \\ \omega_0 L\sigma & R_1 + PL\sigma & \omega_0 M' & PM' \\ -R_2' & 0 & PM' + R_2' & -M'(\omega_0 - \omega_r) \\ 0 & -R_2' & M'(\omega_0 - \omega_r) & PM' + R_2' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{1a} \\ I_{1a} \\ \lambda_{2a} \sqrt{M} \\ \lambda_{2a} \sqrt{M} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2)$$

$$\text{ただし、} R_2' = \frac{M^2}{L_2} \cdot R_2 \dots\dots\dots (3)$$

$$M' = \frac{M^2}{L_2} \dots\dots\dots (4)$$

(2) 式 1, 2 行目を抜き出すと (5) 式が得られる。

$$\begin{bmatrix} V_{1a} \\ V_{1a} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + PL\sigma & -\omega_0 L\sigma \\ \omega_0 L\sigma & R_1 + PL\sigma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{1a} \\ I_{1a} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} PM' & -\omega_0 M' \\ \omega_0 M' & PM' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{2a} \sqrt{M} \\ \lambda_{2a} \sqrt{M} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5)$$

また、(2) 式 3, 4 行目を抜き出すと (5') 式が得られる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -R_2' & 0 \\ 0 & -R_2' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{1a} \\ I_{1a} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} PM' + R_2' & -M'(\omega_0 - \omega_r) \\ M'(\omega_0 - \omega_r) & PM' + R_2' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{2a} \sqrt{M} \\ \lambda_{2a} \sqrt{M} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -R_2' & 0 \\ 0 & -R_2' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{1a} \\ I_{1a} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_2' & M\omega_r \\ -M'\omega_r & R_2' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{2a} \sqrt{M} \\ \lambda_{2a} \sqrt{M} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} PM' & -\omega_0 M' \\ \omega_0 M' & PM' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{2a} \sqrt{M} \\ \lambda_{2a} \sqrt{M} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5') \end{aligned}$$

(5) 式と (5') 式の下線部は共通であり、まとめると (6), (7) 式が得られる。

$$\begin{bmatrix} V_{1a} \\ V_{1a} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + PL\sigma & -\omega_0 L\sigma \\ \omega_0 L\sigma & R_1 + PL\sigma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{1a} \\ I_{1a} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_2' & 0 \\ 0 & R_2' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{1a} \\ I_{1a} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_2' & M'\omega_r \\ -M'\omega_r & R_2' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{2a} \sqrt{M} \\ \lambda_{2a} \sqrt{M} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (6)$$

$$= L\sigma \begin{bmatrix} P I_{1a} \\ P I_{1a} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_1 + R_2' & -\omega_0 L\sigma \\ \omega_0 L\sigma & R_1 + R_2' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{1a} \\ I_{1a} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_2' & M'\omega_r \\ -M'\omega_r & R_2' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{2a} \sqrt{M} \\ \lambda_{2a} \sqrt{M} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (7)$$

次にベクトル制御時の(7)式を求める。

ベクトル制御は

$$\lambda_{1s}/M = \text{const} = I_{1s} \quad \dots\dots\dots (8)$$

$$\lambda_{1s}/M = 0 \quad \dots\dots\dots (9)$$

を維持するように制御するものであり、この条件を成立するために、すべり周波数を(10)式で制御する。

$$\begin{aligned} \omega_s = (\omega_o - \omega_r) &= \frac{R_2}{L_2} \times \frac{I_{1s}}{I_{1s}} \\ &= R_2 \times \left(\frac{M}{L_2}\right)^2 \times \left(\frac{L_2}{M^2}\right) \frac{I_{1s}}{I_{1s}} \\ &= \frac{R_2'}{M'} \cdot \frac{I_{1s}}{\lambda_{1s}/M} \quad \dots\dots\dots (10) \end{aligned}$$

ω_s : 滑り角速度

(7)式右辺第2、第3項に(8)、(9)。

(10)式を代入して変形していくと(11)式が得られる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{1s} \\ V_{1s} \end{bmatrix} &= L_s \cdot \frac{1}{\Delta T} \begin{bmatrix} \Delta I_{1s} \\ \Delta I_{1s} \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} R_1 & -\omega_o L_s \\ \omega_o(L_s + M') & R_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_{1s} \\ \Delta I_{1s} \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} R_1 & -\omega_o L_s \\ \omega_o(L_s + M') & R_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{1s}^* \\ I_{1s}^* \end{bmatrix} \quad \dots\dots (14) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{1s} \\ V_{1s} \end{bmatrix} &= \frac{L_s}{\Delta T} \begin{bmatrix} \Delta I_{1s} \\ \Delta I_{1s} \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} R_1 & -\omega_o L_s \\ \omega_o(L_s + M') & R_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{1s}^* \\ I_{1s}^* \end{bmatrix} \quad \dots\dots (14') \end{aligned}$$

しかして、(14)式の第1項は $L_s \cdot \Delta T$ を定数とすれば電流誤差に比例する項である。第3項はモータ定数と出力周波数 ω_o と電流指令の検出値が不要なフィードフォワード項である。従って、この2成分は簡単に実現できるが、第2項は ω_o の項を含むので非線形な式である。ここで、

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{1s} \\ V_{1s} \end{bmatrix} &= L_s \begin{bmatrix} P I_{1s} \\ P I_{1s} \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} R_1 & -\omega_o L_s \\ \omega_o(L_s + M') & R_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{1s} \\ I_{1s} \end{bmatrix} \quad \dots\dots (11) \end{aligned}$$

(11)式にて(12)式のように電流を指令値と誤差項で表す。

$$I = I^* + \Delta I \quad \dots\dots\dots (12)$$

I^* : 指令値, ΔI : 誤差

また微分は(5)式のようにこの誤差を微少時間 ΔT での、差分で近似する。また、微少時間の指令値の変化は少ないものとみなすと、

$$\begin{aligned} P I &= P (I^* + \Delta I) \\ &\approx P \Delta I \approx \frac{\Delta I}{\Delta T} \quad \dots\dots\dots (13) \end{aligned}$$

(12)式、(13)式を(11)式に代入すると(14)式が得られる。

ACR周期: ΔT をPWM周期程度に高くすると $R_1 \ll \frac{L_s}{\Delta T} \times 2\pi$, $\omega_o L_s \ll \frac{L_s}{\Delta T} \times 2\pi$ の関係が一般的に成立するので第2項は第1項に比べ小さいものとみなし省略できる。この他に、さらに定数の誤差等による定常偏差を補償する積分項を加えたものが第13図である。

D. 発明が解決しようとする課題

解決を図る第一の課題は、例えば第17図(a)のようにPWMリップル電流波形とサンプリングタイミングが良くないと、実電流を正確に検出することができない。これを避けるためには(b)図のようにサンプリングタイミングを多くするか、又はアナログ系で積分演算を行わなければならない。サンプリングを増すとA/D変換器等も高速化しなければならず回路が複雑となりコスト

トが高くなる。またアナログ回路を加えると調整工数が増えたり、温度変動等にも弱くなる、等の問題があった。

第2の課題は第13図では、単に電流指令値と、検出値の誤差をPI制御したものにフィードフォワード項を加えた形であるが、電圧出力は、1サンプル期間後に遅れて出力されるため、電流検出から補償電圧出力までのムダ時間によりACRゲインが高くてできない問題があった。

本発明は、従来の技術の有するこのような問題点に鑑みてなされたものであり、その目的とするところは、電流ベクトル軌跡よりPWMのリップル電流分を含まずに検出遅れのない電流検出を可能としより高速に応答でき、より正確な電流制御が可能な可変速駆動装置の電流制御回路を提供す

る。電流制御部は前記検出回路の電流データより制御時間遅れ後の電流を予測して電流制御演算を行うようにしてなるものである。

F. 作用

サンプルホールド回路は、PWMパターン発生器からのタイミングにより電流0ベクトル期間の中点で出力電流をサンプリングするので、PWMリップル電流の影響の少ない1PWM期間の平均電流に近似した電流を検出できる。

電流制御部の比例項は、電流検出値と電流変化率指令より次回サンプリング時の電流値を予測する電流予測演算をする。この電流検出値と電流予測補正値を加えた値と電流指令との差から電流指令に追従させるために必要な電流変化率を演算し、さらに、この電流変化率を実現するための電圧を

ることにある。

E. 課題を解決するための手段

上記目的を達成するために、本発明の可変速駆動装置の電流制御回路は、速度又はトルク指令及び速度検出等のデータを用いたベクトル制御部と、このベクトル制御部よりの電流指令により電流制御演算を行う電流制御部と、この電流制御部よりの電圧空間ベクトルの電圧振幅と位相指令により3相PWMパターンを演算し、PWMパターンに基づきPWM指令を発するPWMパターン発生器を備えたPWMインバータ装置において、前記PWMパターン発生器に0ベクトル電圧成分期間の中間時刻でサンプルホールドタイミングを出力しうるタイマーを設け、このサンプルホールド信号と同期してその時の電流データを検出し、前記電

流データより電流0ベクトル電圧成分期間の中間時刻でサンプルホールドタイミングを出力しうるタイマーを設け、このサンプルホールド信号と同期してその時の電流データを検出し、前記電流データより電流0ベクトル電圧成分期間の中間時刻でサンプルホールドタイミングを出力しうるタイマーを設け、このサンプルホールド信号と同期してその時の電流データを検出し、前記電

流データより電流0ベクトル電圧成分期間の中間時刻でサンプルホールドタイミングを出力しうるタイマーを設け、このサンプルホールド信号と同期してその時の電流データを検出し、前記電流データより電流0ベクトル電圧成分期間の中間時刻でサンプルホールドタイミングを出力しうるタイマーを設け、このサンプルホールド信号と同期してその時の電流データを検出し、前記電

G. 実施例

<原理>

先ず本発明の原理について説明する。

(1) PWM出力電圧のパターン作成

PWMパターンの作成にはいろんな方式があるが、実施例では、第3図に示すように、PWM1周期内のベクトルを0ベクトル(V_0)を含む60°間の3つの電圧ベクトル V_1 、 V_2 、 V_3 に限定し、それらの期間を可変とする円軌跡法を用いる。

PWMの搬送周波数を f_c [Hz] とすると、
 PWM半サイクルの周期 $T_{cs} = \frac{1}{2 \cdot f_c}$ [sec] と
 なる。この半波期間 T_{cs} の電圧指令ベクトル V_i
 と平均的に等価な電圧を 60° 差のある2つの電
 圧ベクトル V_u, V_v と0ベクトル V_o で置換する
 と V_u, V_v, V_o のベクトルの取る時間は

$$t_u = \frac{|V_i| \cos(\theta_v + 30^\circ)}{V_{dc} \cos 30^\circ} \times T_{cs}$$

$$= T_{cs} \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{|V_i|}{V_{dc}} \sin(60^\circ - \theta_v) \quad \dots\dots\dots (15)$$

$$t_v = \frac{|V_i| \sin(\theta_v)}{V_{dc} \cos 30^\circ} \times T_{cs}$$

$$= T_{cs} \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{|V_i|}{V_{dc}} \sin(\theta_v) \quad \dots\dots\dots (16)$$

$$t_o = T_{cs} - t_u - t_v \quad \dots\dots\dots (17)$$

V_{dc} は直流電源電圧 $V_{dc} = |V_u| = |V_v|$

T_{cs} はPWMの半周期

θ_v は V_u から V_i までの角度

(11')を T_{cs} 時間で差分近似で表すと

$$\frac{L_s}{T_{cs}} \begin{bmatrix} \Delta i_{1s} \\ \Delta i_{2s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{1s} \\ V_{2s} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} E_{1s} \\ E_{2s} \end{bmatrix}$$

ここで

$$\begin{bmatrix} E_{1s} \\ E_{2s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & -\omega_o L_s \\ \omega_o(L_s + M') & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (i_{1s})_{t=0} \\ (i_{2s})_{t=0} \end{bmatrix}$$

ここで、 T_{cs} の時間内にとる電圧は

V_u - T_u 時間

V_v - T_v 時間

V_o - $T_o = T_{cs} - (T_u + T_v)$ 時間

であるので各3つの電圧ベクトルの期間の和で表
 すと(18)式となる。

(15)～(17)式の期間の電圧ベクトルと時
 刻を(14')式に代入すると、

でよい。(15)～(17)式により V_i に等価
 な V_u, V_v, V_o の期間が求まる。

次にこの V_u と V_v ベクトルとの順序を半波毎に
 入れ替える。また0ベクトルは2等分して λ, μ
 ベクトルとの両側に第4図に示すように分配する。
 このようにして電圧をPWMパターンに置換する。

(2) 上記電圧を出力したときの電流ベクトルの
 軌跡

(11)式について考える。

(11)式を微分項を左辺に移行する

$$L_s \times P \begin{bmatrix} i_{1s} \\ i_{2s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{1s} \\ V_{2s} \end{bmatrix}$$

$$- \begin{bmatrix} R_1 & -\omega_o L_s \\ \omega_o(L_s + M') & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1s} \\ i_{2s} \end{bmatrix} \quad \dots\dots(11')$$

PWMの半周期の開始時刻の電流を $(i_{1s})_{t=0}, \dots$

$(i_{2s})_{t=0}$ とする。

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{1s} \\ \Delta i_{2s} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_s} \sum_{t=1, \mu_o} \begin{bmatrix} (V_{1s} - E_{1s}) \times t_u \\ (V_{2s} - E_{2s}) \times t_v \end{bmatrix} \quad \dots\dots(18)$$

$\Delta i_{1s}, \Delta i_{2s}$: T_{cs} 間の電流変化量

ここで簡略化のためベクトル表現すると、

$$\Delta i_s = d \cdot i_{1s} + q \cdot i_{2s}$$

(d, q は単位空間ベクトル)より、

$$\Delta i_s = \frac{1}{L_s} [(V_u - E_1) t_u + (V_v - E_2) t_v + (0 - E_3) t_o] \quad (19)$$

$$= \frac{1}{L_s} [(V_u \cdot t_u + V_v \cdot t_v + 0 \cdot t_o) - E_1(t_u + t_v + t_o)]$$

$$\Delta i_s = \frac{1}{L_s} [(V_i - E_i) T_{cs}] \quad \dots\dots(20)$$

従ってPWM半サイクル T_{cs} 後には、電流ベ
 クトルは(20)式のように $(V_i - E_i)$ の方向に
 T_{cs}/L_s を乗じた時間だけ移動することになる。

(19)式の右辺は、第1項が第4図の②の期
 間に移動する距離、第2項が同②の期間に移動す

る距離、第3項が同(①+④)の期間に移動する距離を示している。

これをベクトル図上で表すと第5図のように各期間の電流移動方向は $(V_1 - E_1)$ 、 $(V_2 - E_1)$ 、 $(0 - E_1)$ となり、 E_1 からみた各ベクトル方向と平行である。そして①～④の合成値は(20)式で表される距離だけ移動する。

第4図の λ 、 μ の順序が逆の半波区間⑤→⑥では第6図ようになる。すなわち、 λ 期間と、 μ 期間の順序が逆でベクトル軌跡形状は異なるが、⑤～⑥までの合成移動ベクトル ΔI は等しくなる。

(3) 電流サンプリング

ここで、定常時には第5図の V_1 ベクトルと E_1 ベクトルが一致しており、電流ベクトルの軌跡は①開始時と④の終了時が一致する($\Delta I = 0$)であ

均値が測定できる。

また、第6図のように電流ベクトルが移動しているときにはこの平行四辺形の中心の移動量がわかる。

また、電流リップルの軌跡は四辺形上を移動しているが、その中心を捕らえるので電流リップルを含まない平均的な値が時間遅れなくPWM周期の2倍程度の少ないサンプリング回数で測定可能となる。

また、(20)式を逆に電流をコントロールする観点からみなおすと、現在の I ベクトルから T_{cr} 時間後に ΔI だけ電流ベクトルを移動させるときには(20)式を変形した(21)式の V_1 を出力すればよい。

$$V_1 = (E_1 + \frac{L_c}{T_{cr}} \Delta I) \quad \dots \dots (21)$$

るため)ので、第7図に示すように平行四辺形となる(t_{cr} 、 t_{cr} 、 t_{cr} が丁度そのような割合になる)。ここで④と⑤からなる0ベクトル期間の中間の時刻(④と⑤の境の時刻)の電流ベクトルは平行四辺形の中心を示しており、かつPWM1周期に8の字状の三角形の軌跡をとるので、2回中心点を通る。

このことから、 I を λ ベクトル、 μ ベクトルの両端に均等に分けて配置し、第5図の①印の時点で電流をサンプリングすれば、1点のサンプリングでPWM電流リップル1サイクルの電流値の平均値と等価なデータが得られることがわかる。

以上のことから、円軌跡法によるPWM出力と0ベクトル期間の中間点で電流をサンプルすれば1回のサンプリングのみでPWM1サイクルの平

(21)式の V_1 を半サイクル出力すれば($I + \Delta I$)の位置に電流ベクトルは移動する。

また、移動させずに電流を維持するときは(21)式の $\Delta I = 0$ と置けばよく、 $V_1 = E_1$ を出力し続けられよい。

以上のことから、PWMの電流リップルがあってもPWM半周期ごとの点に着目すれば簡単に半サイクルで任意の方向へ移動可能となる。

(4) 電流制御方式

PWM電圧出力をCPUを用いて円軌跡法で行う場合、電流サンプル後ACR演算の時間が必要であり、常にPWMの半波期間遅れた電圧しか出力することができない。そして電圧が出力されて電流が目標値に到達するまでの時間 t は第8図のようにさらに半PWM周期かかる。つまり、電流

検出から補正の応答まで1PWM周期必要となる。

① i_a の検出値を入力→ACRに設定する。

② ACR演算出力電圧をPWMタイマーにセット。

③ $t_{n-1} \rightarrow t_{n-2}$ の期間電圧出力する。これにより電流が変化する。

④ t_{n-1} の時に電流が指令値に追従する。

i_a の検出から応答まで2サンプリングは必要になる(PWM1周期)。

ここで、②で行うACR演算は、 $i_a \rightarrow i_{a-1}$ の2サンプリング間の制御量を計算するものではない。

つまり、 $i_a \rightarrow i_{a-1}$ 間の変化は前回のACR演算 [i_{a-1} による] によりPWMタイマーに出力された $V_a \rightarrow i_{a-1}$ の期間の電圧により決まっており、これを変更することはできない。ACR演算としては、 $t_a \rightarrow t_{a-1}$ の期間の変化量を予測した上で

磁束も一定であると仮定する。

(d) 以上の状態において、ASR制御回路より励磁電流、トルク電流指令の合成ベクトル i^* の指令が入力され、ACRはこの値を指令値とみなして追従制御を行う。(磁束一定であるので i_a^* は一定であり i_{a-1}^* のみ変化したことになるが、表記を簡単にするためベクトル表現 i_{a-1}^* とする。)

電流 : ベクトルの定義 [現在の時刻 t_a とする]

i_a : 時刻 t_a のときの電流検出値

i_{a-1}^* : 時刻 t_{a-1} のときの電流指令値

i_{a-1}^0 : 時刻 t_{a-1} に電流ベクトルが存在する

ようACRが定めた目標値

$\widehat{i_{a-1}}$: 時刻 t_a の電流 i_a の検出値を用いて

t_{a-1} の時刻に電流が変化した電流予測

値

残りの $t_{a-1} \rightarrow t_{a-2}$ の区間で目標値に達するように演算する必要がある。これについて詳細に述べる。

前提として、

(a) ベクトル制御条件が成立していて時刻 t_a における電流値を時刻 t_a の2次磁束とd軸を一致させた座標で表す。これを i_a という空間ベクトルで表す。

以降ベクトルは t_a 時刻のd-q座標を基準とする。

(b) i_a 検出後のACR出力電圧はPWM出力方式による制限により、1サンプル後の $t_{a-1} \rightarrow t_{a-2}$ の区間の値しか出力できない。($t_a \rightarrow t_{a-1}$) の区間は演算遅れのため制御できない。

(c) 説明を解り易くするため、回転数は一定、

ここで、予測値などは現在の時刻 t_a において他のサンプリング時刻 t_a の電流を取り扱うこともあり、正確には下記のように表す。

$[i_x] t_a$

x は予測された時刻、 t_a は予測を行う時刻しかし、簡略化のために $[] t_a$ を省略した場合はすべて t_a の時刻での処理データであると定義する。時間には、このように予測演算した時刻と予測時刻との2つの意味があるので注意が必要である。

上記仮定に基づき、第8図について説明する。

n の時刻の電流検出値 i_n によってACR演算を行った結果は、 $t_{n-1} \rightarrow t_{n-2}$ の期間の電圧指令 $v_{n-1} \rightarrow v_{n-2}$ であるが、この電圧により変化させることができるのは $(n+1) \rightarrow (n+2)$ 期

間の電流の変化量である。

ここで問題になるのは電流の変化量をいくらにするかである。離散値系るとき電流指令及び電流予測を定義しなければならない。電流の変化量さえわかれば、それを実現するために必要な電圧出力等は(20)式で演算することができる。

例えば、時刻 t_n のとき電流検出後すぐに i_n により $n \rightarrow (n+1)$ の期間の出力電圧が出力可能ならば、時間遅れ成分はなく、電流予測等必要はないので、

$$(\Delta i_{n \rightarrow (n+1)})_{in} = (i_n^* - i_n)_{in} \dots \dots (22)$$

のように、 t_n のときの現在の電流指令と電流検出の差を現在から次にサンプルまでの間である $t_n \rightarrow t_{(n+1)}$ の区間に变化させるようにACRは電圧を制御すればよい。

実際には磁束位相により電圧計算するので磁束予測を行う必要があるが、ベクトル制御が成立していること、回転数一定であるから回転座標上では表れてこない。

〔指令値の予測について〕

電流指令の予測は困難であり(ASRが電流と電流微分指令の2つを出力できないと予測できない。)、

$$(\widehat{i_{n+1}}^*)_{in} = (i_n^*)_{in} \dots \dots (23)$$

のように、 $t = n$ のとき指令値が次の期間 t_n まで続くものとみなす。

〔検出値の予測について〕

電流検出値の予測は次の方法が考えられる。

$$(\widehat{i_{n+1}})_{in} = (i_n)_{in} + (\Delta i_{n \rightarrow (n+1)})_{in} \dots \dots (24)$$

現在値 $(i_n)_{in}$ と前回(t_{n-1})の電流

しかし実際には、演算遅れがあるため $t_{(n+1)} \rightarrow t_{(n+2)}$ で制御を行わなければならない。そのため電流 i_{n+1} を予測する必要がある。

〔電流予測について〕

電流検出 i_n してからACR演算して電圧を出力する $t_{(n+1)}$ までに1サンプリング期間のむだ時間が発生する。もし次回サンプル時の期間後の $(i_{n+1})_{(n+1)}$ が計測できれば問題はないが未来値は求まらないので、制御に必要な量を i_{n+1} の電流値検出値の代わりに予測値で代用する。

指令値の予測 $(\widehat{i_{n+1}}^*)_{in}$ …時刻 t_n において $t_{(n+1)}$ のときの電流指令を予測したもの

検出値の予測 $(\widehat{i_{n+1}})_{in}$ …時刻 t_n において $t_{(n+1)}$ のとき電流検出値を予測したもの

$\widehat{}$ は予測値の記号、 $*$ は指令値とする。

変化指令(ACR出力による) $(\Delta i_{n \rightarrow (n+1)})_{in}$ との合成値を予測値とする。

このようにして $t_{(n+1)}$ の時刻での電流指令と電流検出(実際値予測)の予測を行う。こうして電流指令及び検出値に関して電圧出力時刻の予測値が決まればACR動作させるため、 $t_{(n+1)} \rightarrow t_{(n+2)}$ の期間に(25)式分だけ電流を变化させれば、 $t_{(n+1)}$ のときに指令値と検出値が一致する。つまり検出後2サンプリング後に追従が完了する。電流予測を含んだ指令値との誤差は(26)式となる。

$$\begin{aligned} (\Delta \widehat{i_{(n+1) \rightarrow (n+2)}}^*)_{in} &= (\widehat{i_{n+1}}^*)_{in} - (\widehat{i_{n+1}})_{in} \\ &= (i_n^*)_{in} \\ &\quad - \{ (i_n)_{in} + (\Delta i_{n \rightarrow (n+1)})_{in} \} \dots \dots (25) \end{aligned}$$

ここで、式(24)の左辺(次回の追従指令値)と右辺第3項(前回追従指令値)を比べると、 $n-1 \Rightarrow n$ に置換したものであることがわかる。つまり、前回(t_{n-1})行った Δi^* の値を次回の電流検出の予測補正量として用いればよいことがわかる。これを繰り返して次のステップに対しては(25)式(24)の左辺を用いて電流予測(24)式ができるともいえる。

(ACR比例ゲイン)

(25)式では、電流は2サンプル時間遅れるものの、その後には追従するものとみなした。つまり追従量=予測指令と予測検出値の誤差とみなした。

実際には、出力電圧精度や定数設定誤差等により正確には追従できないため過補償になったりし

ように、1サンプル遅れて追従を開始し、その後一次遅れで追従することになる。

(電圧の計算)

電圧成分については(26)(27)式で電流変化量と2ステップ後のACR制御が定めた目標値が得られたので、(14')式に代入して $t_{n-1} \rightarrow t_{n+1}$ の区間の電圧を計算する。これらの他に(14)式のフィードフォワード項：第1項を計算するときに用いたモータ定数に誤差があるためにより生じる定常偏差等がある。これらは不確定なものであり、あまり高速応答させると不安定となるので、積分項のフィードバックを加えることにより補償するものとする。

(14')式の物理的意味を説明する。

$i_{\alpha\beta}$ を $i_{\alpha\beta}^*$ に変更したいとき、($\alpha-\beta$ 軸)

で不安定にならないよう(25)式に k ($0 < k < 1.0$)の緩和ゲインを乗じる。この k がACR比例ゲインとなる。

$$\begin{aligned} & (\Delta i_{\alpha\beta(n-1) \rightarrow (n+1)}^*) \\ & = k \cdot [(i_{\alpha\beta}^*)_{n+1} - \{ (i_{\alpha\beta})_{n+1} + (\Delta i_{\alpha\beta(n-1) \rightarrow (n+1)}^*)_{n+1} \}] \end{aligned} \quad \dots\dots (26)$$

従って2サンプル時間後には指令値 $(i_{\alpha\beta}^*)_{n+1}$

には達せず、ACRが緩和のため新たに定めた目標値

$$\begin{aligned} & (i_{\alpha\beta(n+2)}^*)_{n+1} = (i_{\alpha\beta})_{n+1} \\ & + k [(i_{\alpha\beta}^*)_{n+1} - \{ (i_{\alpha\beta})_{n+1} + (\Delta i_{\alpha\beta(n-1) \rightarrow (n+1)}^*)_{n+1} \}] \end{aligned} \quad \dots\dots (27)$$

に追従するようになる。○印で示される目標値信号に電流変化制御が正確に追従すれば緩和ゲイン k が1より小さいと電流検出値は、第9図に示す

固定座標上でみると、第10図に示すように、 $d-q$ 軸上の位相 $\varphi_{n-1} \rightarrow \varphi_{n+1}$ と $d-q$ 軸自体の回転角 $\Delta\theta = \omega_r \cdot \Delta t$ の和だけ位相が変化する。

(Δt : 1サンプル時間、 $\Delta\theta$: d 軸の1サンプル間の進む位相。)

第10図の $\alpha-\beta$ 軸(固定座標)上でみた $i_{\alpha\beta} \rightarrow i_{\alpha\beta}^*$ の変化は次の2つの成分に分けられ、それぞれ(14')式の項が分担して受けもつといえる。

(a) $d-q$ 軸上で $i_{\alpha\beta(n+1)}$ を維持しながら固定座標上で $\Delta\theta$ だけ回転する成分[(14')式第2項]

(b) $d-q$ 軸上で $i_{\alpha\beta(n+1)} \rightarrow i_{\alpha\beta(n+2)}$ に移動させる成分[(14')式第1項]

さらに詳細に考えてゆくと、

前記 (b) 成分 (14') 式第1項は、電流の指令値 (又は目標値) と検出値との誤差を1サンプル時間で割って、電流変化率の指令値とみなすものである。ここで、この電流の誤差には、指令値が変化して発生する成分と、検出値が変化して発生する成分がある。

$$\Delta i = \Delta T \times \left(\frac{d}{dt} i^* \right) + \left(\frac{d}{dt} \hat{i} \right) \times \Delta T$$

前者は予測可能であり、指令の微分量を用いてフィードフォワード制御を行うことができる項であるが、もし、このフィードフォワード電圧がなくても、この分だけの電流誤差が後者の誤差として発生した後に電流制御 (ACR) がその分を電流追従指令に追加して補正するので、電流追従は可能である。しかし、フィードフォワードを行った場合に比べ、一旦誤差が生じた後 ACR の時定

③トルク指令や励磁等の微分成分よりフィードフォワードする電圧成分も計算可能であるが今回はノイズなどの原因による不安定を防ぐため省略した。

そして、この①～②を含む電圧 $U_{1,2}^*$ は、 t_n の時刻に i_n の検出データを用いて計算し、 $t_{(n+1)} \rightarrow t_{(n+2)}$ の期間に電圧として出力される。

〔d-q軸上の電圧指令を $\alpha-\beta$ 軸上 (U, V, W 相に固定した座標) への変換〕

〔 i_n 〕 i_n を検出した時刻 t_n で演算した補償電圧は $\alpha-\beta$ 軸の固定座標に立って考えると補償電圧の出力開始までに1サンプルの時間遅れがあるため t_{n+1} の時刻には $\alpha-\beta$ 軸上で d-q 軸自体が $\Delta \theta_n$ だけ進んだ時点に移動している。従って、d-q 軸上では不要であったが、 $\alpha-\beta$ 軸上では

数で対応するので、電流応答遅れが大きくなる。

(ここで、フィードフォワード項は電流の微分であり、ノイズ等に弱く安定性の問題があるので、実施例図1, 2では省略している。)

以上をまとめると、 $U_{1,2} \rightarrow U_{1,2}^*$ は次の特徴をもつといえる。

①外乱等により生じた電流誤差を t_n の時刻の際に、 t_{n+1} の時刻の指令値 $[i_{n+1}^*]$ i_n の予測値、 t_{n+1} の時刻の検出値 $[\hat{i}_{n+1}]$ i_n の予測値から求め、それに緩和係数 k を掛けたものを目標値として、電流を制御する電圧 $\Delta U_{1,2} \rightarrow U_{1,2}^*$ 成分を含む。

② t_{n+1} の指令値の予測値 $[\hat{i}_{n+1}^*]$ を用いて、これが維持する電圧成分をフィードフォワードを行っている。

この位相変化分も考慮しなければならない。更に、補償電圧を出力している期間 $t_{n+1} \rightarrow t_{n+2}$ の期間にも電圧ベクトルは $\alpha-\beta$ 座標上で回転している。つまり、この ΔT 間の位相の変化分の平均値 $\Delta \theta$ をさらに考慮する。

前項の電圧 (14') 式は d-q 軸上で表した値であり、PWM 周期の平均値を示している。ところが、この平均値は、実際に PWM 電圧を出力する $\alpha-\beta$ 軸の固定座標上に立ってみると、 $U_{1,2} \rightarrow U_{1,2}^*$ も ω_1 の速度で回転している。従って、PWM パターンの作成には、この回転しているベクトル電圧の近似値として時間平均値を用い、 $V_{1,2}, V_{2,2}, V_{3,2}$ の出力時間を計算する。

このように固定座標上では、この回転している成分についても考慮して PWM パターンを近似計

算しなければならないので

$$E_{a,n} \text{軸上 } E' \angle (\theta_n - \phi_v + (1 + \frac{1}{2}) \Delta \theta) \dots \dots \dots (28)$$

従って(36)式のように、時刻 t_n の電圧出力位相 $(\theta_n - (\phi_v))_{(n-1) \rightarrow (n-2)}$ 位相より $(1 + \frac{1}{2}) \times \Delta \theta$ だけ位相を進めて電圧を出力すればよい。

<実施例>

本発明の実施例を第1図、第2図を参照して説明する。

第1図において、1はベクトル演算部、2は電流制御部、3はPWMパターン発生器、4はデッド補償回路、5はゲート信号回路、6はドライブ回路、7はインバータ主回路、8は誘導電動機、9は電圧検出器、10は電流検出器、11は速度

3相2相変換回転座標演算部14で座標変換した電流データ $i_{a,n}$ を用いて回路15で(25)式による電流 $i_{a,n}$ を予測する。16、17、18は(14)式によるフィードフォワード項、比例項と積分項18である。フィードフォワード項16よりの指令電流を維持するための電圧成分に、比例項17よりの電圧変化分 $\Delta V_{r,(n-1) \rightarrow n-2}$ に積分項18よりの電圧変化分 $\Delta V_{i,(n-1) \rightarrow n-2}$ を加算して得た電圧変化分 $\Delta V_{(n-1) \rightarrow n-2}$ を加えた電圧成分 $V_{(n-1) \rightarrow n-2}$ を得る。この電圧成分を極座標変換19で座標変換し、d-q座標上での電圧振巾 $E = V_{(n-1) \rightarrow n-2}$ 及び位相 $\phi_{v,(n-1) \rightarrow n-2}$ を得る。この位相に加算器22からの電源角速度 ω_o を用いて $\Delta \theta$ を計算した積分部20により得た位相角 $\theta_{(n-1) \rightarrow n-2}$ と電圧ベクトルの進み分の

検出器、12はPWMパターン発生器よりの0ベクトルの中間サンプルホールド信号と同期してその時の出力電流をA/D変換終了時まで保持するサンプルホールド回路、13はサンプルホールド回路よりのアナログ電流信号をCPUが取り扱えるようデジタル量に変化するA/D変換器、22は速度検出器11からの回転子角速度 ω_r と滑り角速度 ω_s より電源角速度 ω_o を得る加算器である。なお、角速度 ω_o は第2図に示すように11を用いて(10)式の計算回路21により求める。

ベクトル制御演算部1は、速度指令又はトルク指令及び速度検出などのデータを用いて1次電流指令 i^* とすべり角速度 ω_s を演算する。

電流制御部2は、第2図に示すように、電流指令 i^* 及びA/D変換器13よりの電流データを

補償量 $\Delta \theta$ とを加えて位相 $(\phi_v)_{(n-1) \rightarrow (n-2)}$ を得る。即ち、PWMの遅れがあるので、 $n \rightarrow n+1$ として(28)式の電圧Eを計算する。

PWMパターン発生器3は、電流制御部2よりの電圧空間ベクトルの電圧振巾Eと位相 $(\phi_v)_{(n-1) \rightarrow (n-2)}$ によりそれと等価なPWMパターンを円軌法により演算するPWM演算制御部と、この演算されたPWMパターンの時刻と基本クロック及びカウンタより得られる基準時間と比較して3相のPWM信号の指令値を発生するとともに、0ベクトル電圧成分期間の中間点(デッドタイム遅れを補償した電圧の0ベクトル期間)でサンプルホールド回路12にサンプルホールドタイミングを出力するようになっている。

デッドタイム補償回路4は、PWMパターン発

生器3から出力されるPWMスイッチング指令と実際の電圧出力のスイッチング時刻の遅れ時間を毎回のスイッチング毎に計測し、常にこの遅れ時間が設定された遅れ量に一定となるようにスイッチング時刻の補正を行う。また、PWM発生器3からはサンプルホールドタイミングもサンプルホールド回路12に出力する。

しかして、デッドタイム補正回路4で補正されたスイッチング指令によりゲート信号回路5でゲート信号を得て、ドライブ回路6を通じて、インバータ主回路7を駆動し、誘導電動機8を回転させる。

H. 発明の効果

本発明は、上述のとおり構成されているので、次に記載する効果を奏する。

3図～第11図は本発明の原理説明に関するもので、第3図、第5図乃至第7図、第10図及び第11図はベクトル図、第4図はベクトルの順序入替説明図、第8図は電流指令と電圧出力の関係説明図、第9図は電流指令の応答特性説明図である。第12図～第17図は従来電流制御の原理を示すもので、第12図、第13図は電流制御系のブロック回路図、第14図、第15図は可変駆動装置のブロック回路図、第16図はベクトル図、第17図はサンプリングの説明図である。

1…ベクトル制御部、2…電流制御部、3…PWMパターン発生器、4…デッドタイム補償回路、5…ゲート信号回路、6…ドライブ回路、7…インバータ主回路、8…誘導電動機、9…電圧検出器、10…電流検出器、11…速度検出器、12

次回サンプリング時の電流を予測して電流制御を行っているので、PWM遅れがなく、また、PWMリップル電流を含まない1サンプルの平均化したものと等価な検出が得られることによりリップルの除去用のローパスフィルタが不要であり、かつ滑らかな電流検出が可能であることから、高速で時間遅れの少ない電流制御特性を有すると共に、電圧発生部はタイマー等を用いて短いパルス幅時間も可能なことにより分解能の高い出力電圧を得ることができるため、電流行きすぎ量の少ない電流制御特性を有する。

4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明の実施例を示す可変速駆動装置のブロック回路図、第2図は同回路における電流制御部を機能ブロックで示した回路図である。第

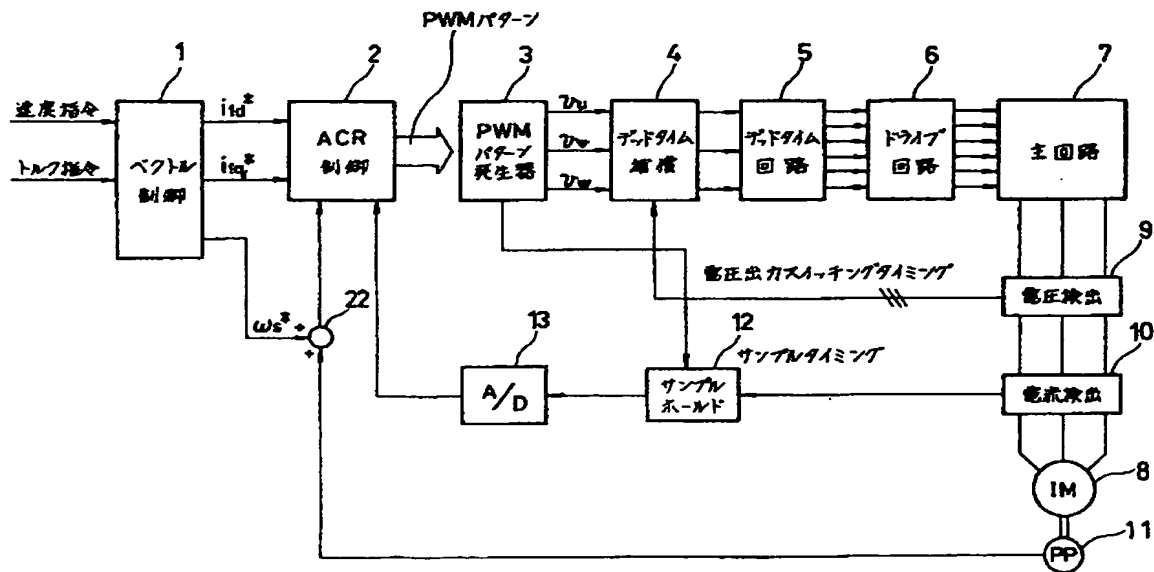
…サンプルホールド回路。

代理人 志 賀 富 士 弥

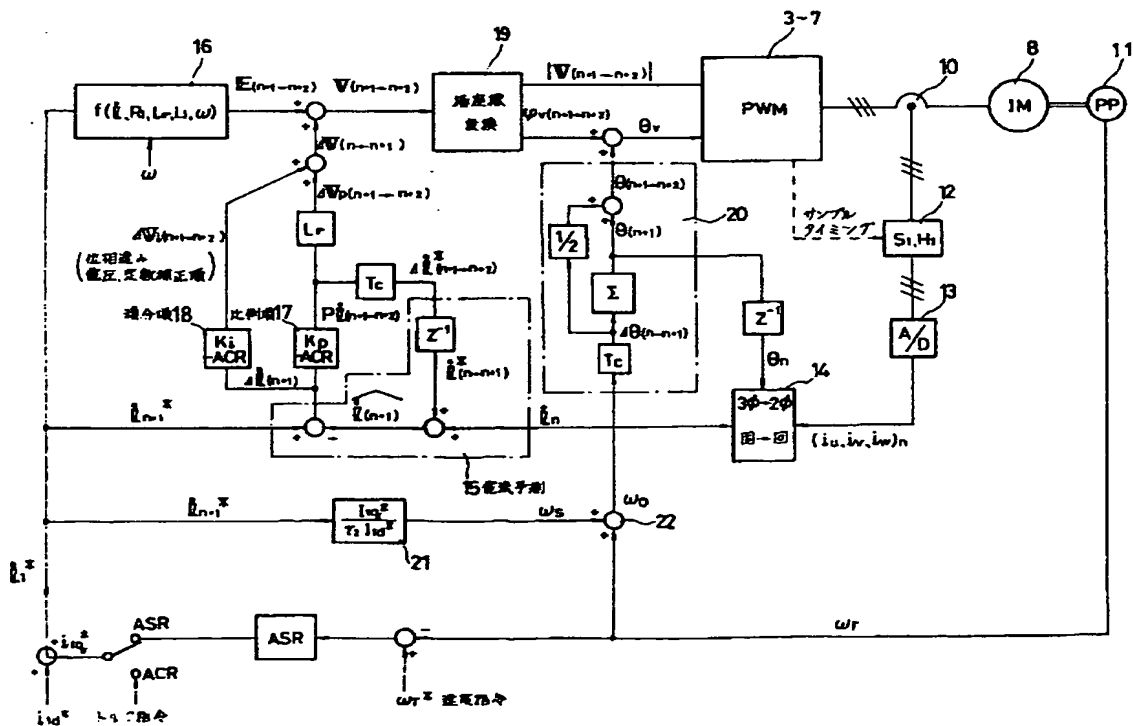
外2名



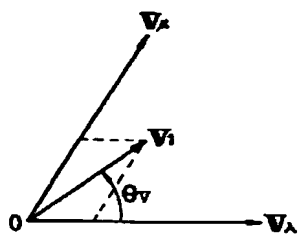
第 1 図



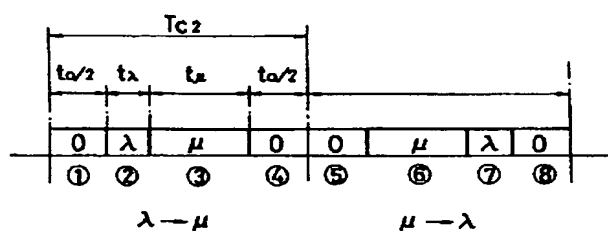
第 2 図



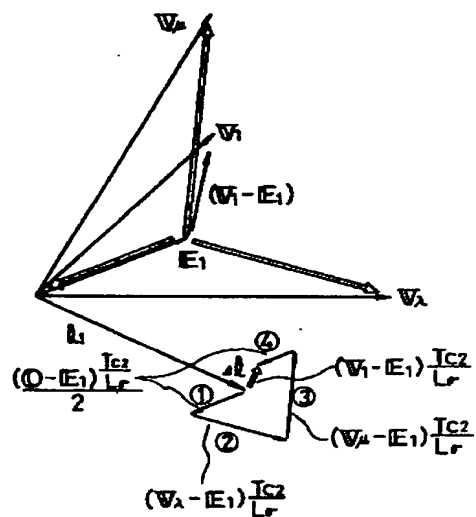
第 3 图



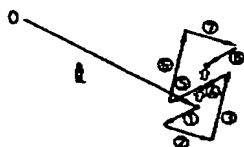
第 4 图



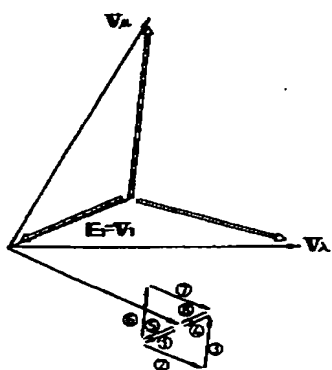
第 5 图



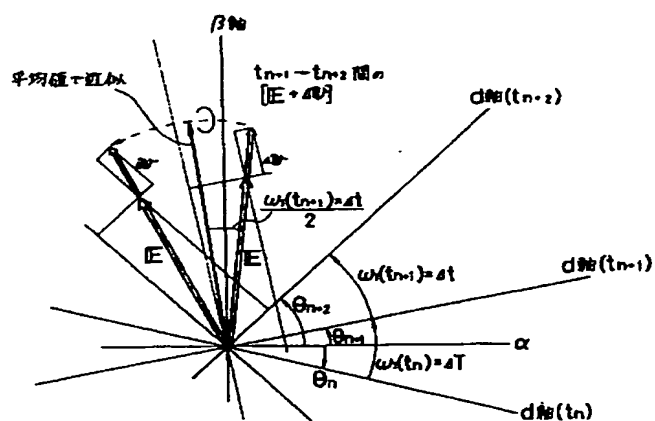
第 6 图



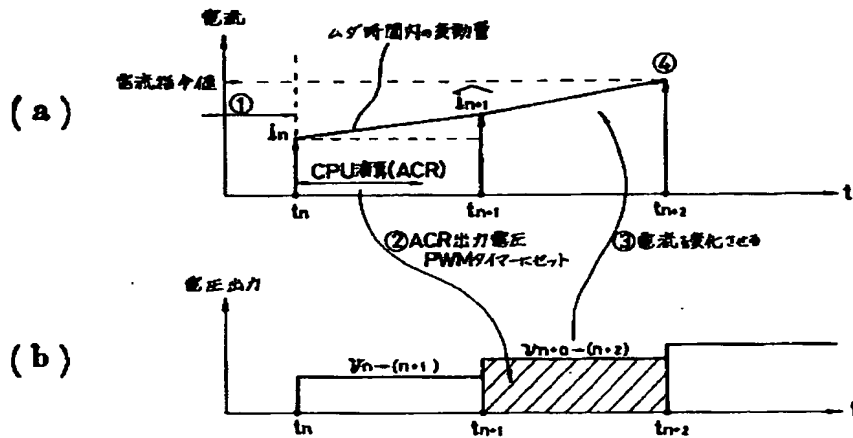
第 7 图



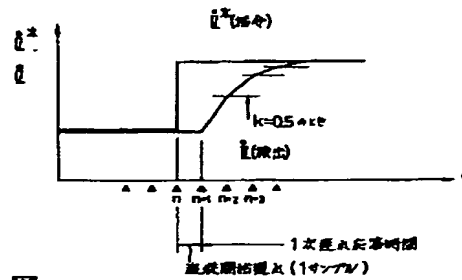
第 11 图



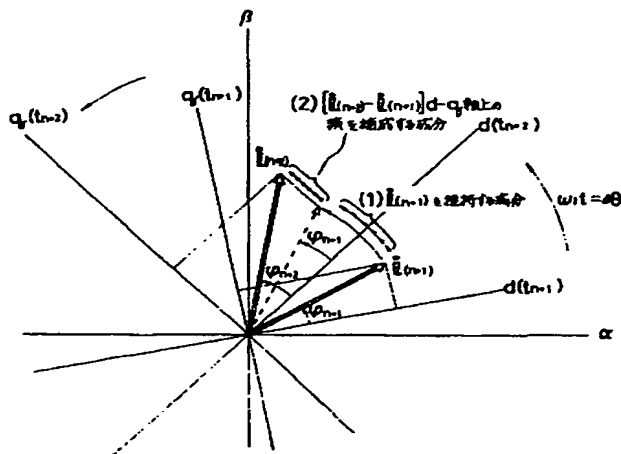
第 8 図



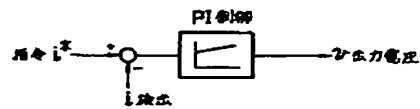
第 9 図



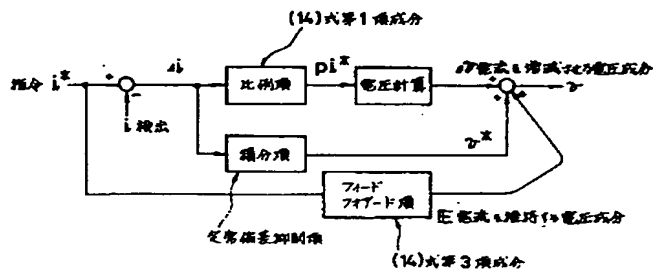
第 10 図



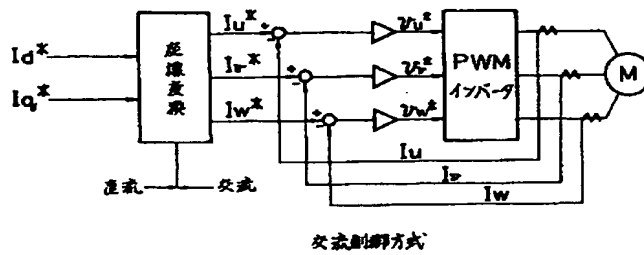
第12図



第13図

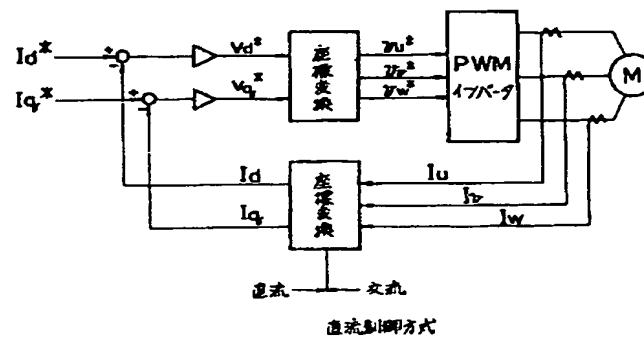


第14図



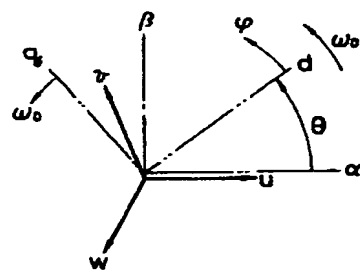
交流制御方式

第15図

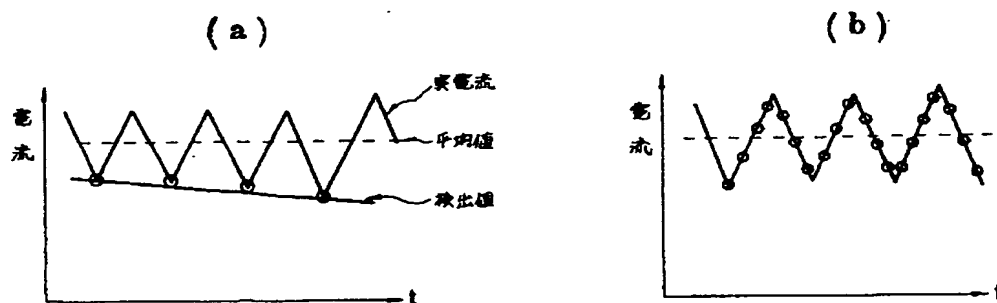


直流制御方式

第 16 図



第 17 図



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☒ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☒ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.